



#3

Customer Number 22,852
Attorney Docket No. 005225.0223

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Inventors: Toshitada SAITO)
Serial No.: 10/029,037) Group Art Unit: 2661
Filed: December 28, 2001) Confirmation No.: 3823
For: SYSTEM AND METHOD FOR)
RECEIVING OFDM SIGNAL)

Assistant Commissioner for Patents
Washington, DC 20231

Sir:

CLAIM FOR PRIORITY

Under the provisions of Section 119 of 35 U.S.C., applicant hereby claims the benefit of the filing date of Japanese Patent Application No. 2001-322985, filed October 22, 2001, for the above identified United States Patent Application.

In support of applicant's claim for priority, filed herewith is one certified copy of the above.

Respectfully submitted,

FINNEGAN, HENDERSON, FARABOW,
GARRETT & DUNNER, L.L.P.

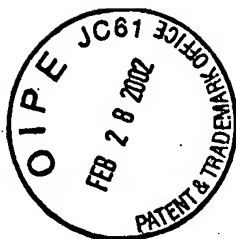
Dated: February 28, 2002

By: 

Richard V. Burgujian
Reg. No. 31,744

FINNEGAN
HENDERSON
FARABOW
GARRETT &
DUNNER LLP

1300 I Street, NW
Washington, DC 20005
202.408.4000
Fax 202.408.4400
www.finnegan.com



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2001年10月22日

出 願 番 号
Application Number:

特願2001-322985

出 願 人
Applicant(s):

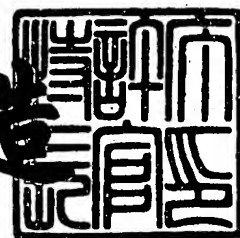
株式会社東芝

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年11月30日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



【書類名】 特許願

【整理番号】 46B00Z2641

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明の名称】 O F D M 信号受信システム

【請求項の数】 13

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区小向東芝町 1 番地 株式会社東芝
 マイクロエレクトロニクスセンター内

 【氏名】 斎藤 利忠

【特許出願人】

 【識別番号】 000003078

 【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

 【識別番号】 100083161

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 外川 英明

 【電話番号】 (03)3457-2512

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 010261

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDM信号受信システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 のサンプリングレートで受信信号をサンプリングする A/D 変換器と、
前記 A/D 変換器の出力信号からノイズを除去するローパスフィルタと、
前記ローパスフィルタの出力信号から第 2 のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器と、
前記レート変換器の出力信号を時間領域から周波数領域に変換して復号する OFDM 信号復号回路と、
前記 OFDM 信号復号回路の出力信号の誤り訂正を行う誤り訂正回路とを具備し、
前記ローパスフィルタは、
前記第 1 のサンプリングレートに応じて、周波数特性が可変可能なフィルタである
ことを特徴とする OFDM 信号受信システム。

【請求項 2】

前記ローパスフィルタは、
FIR フィルタであることを特徴とする請求項 1 に記載の OFDM 信号受信システム。

【請求項 3】

さらに、所望の時刻におけるデータがない場合、その時刻におけるデータを補間する補間処理手段
を具備し、
前記レート変換器は、
前記補間されたデータを含め、前記第 2 のサンプリングレートでデータを抽出する
ことを特徴とする請求項 1 に記載の OFDM 信号受信システム。

【請求項 4】

前記補間処理手段は、

前記A D変換器でサンプリングされたデータ間を、直線もしくは高次関数によって、前記所望の時刻のデータを補間することを特徴とする請求項3に記載のO F D M信号受信システム。

【請求項5】

さらに、前記受信信号の変調方式を検出する変調方式検出手段とを具備し、

前記変調方式検出手段によって検出された変調方式に応じて、前記第1のサンプリングレートを変更することを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号受信システム。

【請求項6】

前記検出された変調方式における伝送速度が遅い場合は、前記第1のサンプリングレートを低くすることを特徴とする請求項5に記載のO F D M信号受信システム。

【請求項7】

第1のサンプリングレートで受信信号をサンプリングするA D変換器と、
前記A D変換器の出力信号からノイズを除去するローパスフィルタと、
前記ローパスフィルタの出力信号から第2のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器と、

前記レート変換器の出力信号を時間領域から周波数領域に変換して復号するO F D M信号復号回路と、

前記O F D M信号復号回路の出力信号の誤り訂正を行う誤り訂正回路と、
前記受信信号の変調方式を検出する変調方式検出手段と
を具備し、

前記A D変換器の演算器は、前記変調方式検出手段によって検出された変調方式に応じて、サンプリングビット数を変更することを特徴とするO F D M信号受信システム。

【請求項8】

前記ローパスフィルタの演算器は、前記検出された変調方式、または、前記サ

ンプリングビット数に応じて、演算ビット数を変更することを特徴とする請求項 7 に OFDM 信号受信システム。

【請求項 9】

前記レート変換器の演算器は、前記検出された変調方式、または、前記サンプリングビット数に応じて、演算ビット数を変更することを特徴とする請求項 7 に OFDM 信号受信システム。

【請求項 10】

前記 OFDM 信号復号回路の演算器は、前記検出された変調方式、または、前記サンプリングビット数に応じて、演算ビット数を変更することを特徴とする請求項 7 に OFDM 信号受信システム。

【請求項 11】

前記誤り訂正回路は、前記検出された変調方式、または、前記サンプリングビット数に応じて、軟判定のビット数の変更、または、硬判定に変更することを特徴とする請求項 7 に記載の OFDM 信号受信システム。

【請求項 12】

前記演算器は、前記検出された変調方式に応じて、

最上位ビット側に第 1 のデータを詰め、最下位ビット側に “0” データを詰める第 1 のシフト回路と、

最上位ビット側に第 2 のデータを詰め、最下位ビット側に “0” データを詰める第 2 のシフト回路と、

前記第 1 および第 2 のシフト回路の出力データを演算する演算回路と

を具備することを特徴とする請求項 8 乃至 11 に記載の OFDM 信号受信システム。

【請求項 13】

さらに、前記検出された変調方式に応じて電源電圧を制御する電源電圧制御手段

を具備し、

前記演算器のクリティカルパスが短縮された場合は、電源電圧を下げることを特徴とする請求項 12 に記載の OFDM 信号受信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式を用いた通信システムに関する。例えば無線LANのようなシステムで、伝送レートがスケーラブルなシステムに使用されるものである。

【0002】

【従来の技術】

5GHz帯の無線LANは、OFDM変調方式を用いることを前提としている。OFDM変調方式による受信処理は次のように行われる。受信されたOFDM信号は、AD変換器でデジタル信号としてサンプリングされる。サンプリングされたデータは、デジタル信号処理によるローパスフィルタにおいて隣接チャネルの周波数成分が除去される。そして、レート変換器で必要なサンプリングレートに間引き処理される。間引き処理されたデータは、OFDM信号復号回路にてフーリエ変換される。そして、ビットデコーダで変換されたデータの誤り訂正がされ、受信されたOFDM信号は復号される。

【0003】

OFDM変調方式では、隣接チャネルの信号をデジタルフィルタ（ローパスフィルタ）により除去するため、実効的な周波数帯域幅よりも広い帯域のデータをサンプリングする（オーバーサンプリング）必要があり、高サンプリングレートのデータを必要とする。

【0004】

また、OFDM信号は、複数のサブキャリア信号を重畳するため、信号の最大振幅と平均的な振幅の比がPSK (phase shift keying) 信号やFSK (frequency shift keying) 信号に比べて大きくなる。したがって、OFDM信号によって受信処理を行うベースバンドLSIへのサンプリングデータは、多ビットのものを必要とする。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

このように、デジタル信号処理技術を用いたOFDM信号を受信するシステムでは、多ビットで高速（高サンプリングレート）なAD変換器が必要となる。しかしながら、このようなAD変換器は消費電力が大きくなることから、モバイル環境で使用する通信機器に用いることは適していない。

【0006】

また、無線LANに使用するOFDM変調方式では、伝送路の状態に適応してデータの伝送速度を選択し、これに応じてサブキャリアの変調方式を変化させる。そのため、受信処理では、受信したOFDM信号の変調方式に合わせて、必要となるサンプリングレートやサンプリングビット数を何段階かに変化する。

【0007】

例えば、54Mbpsのデータ伝送速度の場合には、64QAM変調方式を取る。しかし、データ伝送速度が低下するに従い、変調方式は16QAM、QPSKと変化し、最低データ伝送速度6Mbpsの場合には、BPSK変調方式となる。BPSK変調方式の場合には、AD変換器以下のデータは8ビット程度で十分と考えられる。また、ビタビデコーダの判定も軟判定のビット数を削減するか、あるいは、1ビットの硬判定でも十分な性能を得ることが可能であると考えられる。

【0008】

しかしながら、従来では、サンプリングレートやサンプリングビット数が最大である場合の仕様に合わせて回路を設計、実装している。従来の回路では、設計や実装の容易さを優先して、データ伝送速度が最大である54Mbpsの場合の回路が採用されている。例えば、AD変換器は12ビット/40MSPS、FFTは12ビット/20MSPS、ビタビデコーダは6ビット軟判定となる。

【0009】

そのため、データの伝送速度が低下し変調方式が変わっても、AD変換器やデジタル信号処理を行う回路で消費する電力を削減することができなかった。

【0010】

本発明の目的は、このようなサブキャリア変調方式の変化に対応して、受信処理に伴う回路の消費電力を低減するOFDM信号受信システムを提供することで

ある。

【0011】

【課題を解決するための手段】

この発明によるOFDM信号受信システムは、第1のサンプリングレートで受信信号をサンプリングするAD変換器と、前記AD変換器の出力信号からノイズを除去するローパスフィルタと、前記ローパスフィルタの出力信号から第2のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器と、前記レート変換器の出力信号を時間領域から周波数領域に変換して復号するOFDM信号復号回路と、前記OFDM信号復号回路の出力信号の誤り訂正を行う誤り訂正回路とを具備し、前記ローパスフィルタは、前記第1のサンプリングレートに応じて、周波数特性が可変可能なフィルタであることを特徴としている。

【0012】

また、第1のサンプリングレートで受信信号をサンプリングするAD変換器と、前記AD変換器の出力信号からノイズを除去するローパスフィルタと、前記ローパスフィルタの出力信号から第2のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器と、前記レート変換器の出力信号を時間領域から周波数領域に変換して復号するOFDM信号復号回路と、前記OFDM信号復号回路の出力信号の誤り訂正を行う誤り訂正回路と、前記受信信号の変調方式を検出する変調方式検出手段とを具備し、前記AD変換器の演算器は、前記変調方式手段によって検出された変調方式に応じて、サンプリングビット数を変更することを特徴としている。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照しながら本発明の実施の形態について説明する。

（第1の実施の形態）

無線LANに用いられる5GHz帯の無線チャネルは、OFDM変調した信号を用いることを前提として、20MHz間隔で設定されている。1チャネル当たりの実効的な帯域幅は約17MHzであり、隣接チャネルとの間におよそ3MHzの緩衝帯域があるにすぎない。このため、RFやIFで実装されるチャネル選

択フィルタでは、十分に隣接チャネルの信号成分を除去することは難しい。したがって、現実的には、ベースバンド信号をアナログーデジタル変換してサンプリングした後、デジタル信号処理によるローパスフィルタ (Low Pass Filter : 以下、LPF) を実現して、隣接チャネルの信号成分を除去している。

【0014】

図1は、第1の実施の形態におけるOFDM信号受信システムのブロック図である。本実施の形態のOFDM信号受信システムは、I、Qの直交信号を第1のサンプリングレートでデジタル信号としてサンプリングするAD変換器1と、AD変換器1のサンプリングレートに応じて、サンプリングされたデータからノイズを除去するLPF2と、ノイズが除去されたデータから第2のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器3と、演算可能なサンプリングレートに変換されたデータをフーリエ変換により時間領域から周波数領域のデータに変換するOFDM信号復号回路4 (以下、FFT) と、誤り訂正を行うビタビデコーダ (誤り訂正回路) 5とからなる。尚、各ブロック内は、I、Qの直交信号それぞれに対応した回路が存在する。

【0015】

図2 (a) ~ (d) は、チャネルの帯域を模式的に示した図であり、また、図2 (b) ~ (d) は、AD変換器1でのサンプリングによるAliasingを模式的に示した図である。ここで、図2 (a) に示すような、選択チャネルとノイズである隣接チャネルの場合を考える。ベースバンド信号をサンプリングする際には、サンプリング定理が示すように、信号がもつ最大周波数成分の2倍以上のサンプリングレートを用いればよい。すなわち、1チャネルあたり±8.5MHzの信号成分をサンプリングするためには、20MSPS程度のサンプリングレートを用いればよい。

【0016】

しかしながら、図2 (b) に示すように、20MSPSのサンプリングレートを用いた場合、Aliasing (折り返し) の効果で、隣接チャネルの信号が選択チャネルの信号にノイズとして重なってしまう。

【0017】

これを回避するために、40MSPS程度のサンプリングレートでオーバーサンプリングした信号を取り込む手法がある。図2(c)に示すように、40MSPSのサンプリングレートを用いた場合、Aliasingの効果で、ほぼ隣接チャンネルの中心周波数で折り返され、選択チャンネルの信号にノイズとして重なる信号が少ない。

【0018】

AD変換器1において40MSPSのサンプリングレートで取り込まれた信号を、LPF2でデジタル信号処理によるLPF処理を施して、隣接チャンネルの信号成分を除去する。さらに、後段のFFT4で、チャンネル信号の実効帯域幅に即した20MSPSのサンプリングデータを処理するため、LPF処理後のデータから、レート変換器3で20MSPS分のデータを間引き処理によって抽出する。図3は、40MSPSのサンプリングデータを時間軸上に示したグラフの一例である。図3に示した丸印は、サンプリングされたデータを表している。その中で、黒い丸印は、間引き処理によって抽出されるデータを表している。

【0019】

従来のOFDM信号受信システムでは、20MSPSの整数倍レート、すなわち、40MSPSのサンプリングレートでサンプリングし処理を行うように、AD変換器1、LPF2等を設計、実装している。

【0020】

しかしながら、AD変換器は、サンプリングレートの高速化に伴って、消費電力が増加する。したがって、低消費電力を実現するためには、低いサンプリングレートでサンプリングすることが望ましい。

【0021】

そこで、本実施の形態では、サンプリングレートが、例えば30MSPSのように、必ずしも20MSPSの整数倍でない場合でも、LPF処理や間引き処理ができるように対応する。

【0022】

図4は、第1の実施の形態におけるLPFの回路図であり、FIR (Finite Impulse Response) フィルタで構成されている。本実施の形態では、FIRフィ

ルタにおいて、各タップの係数をプログラマブルな構成にし、サンプリングレートに応じてLPFの周波数特性を変更する。

【0023】

例えば、AD変換器で30MSPSのサンプリングレートでデジタル信号に変換されたデータは、30MSPSのサンプリングレートに応じてタップの係数を変えたLPFにて、LPF処理される。

【0024】

LPF処理において、FIRフィルタのタップ係数をサンプリングレートに応じて変更することで、所望の周波数特性を得ることができる。したがって、サンプリングレートが30MSPSであっても、隣接チャネル等によるノイズを除去することができ、所望の周波数帯（選択チャネル）を得ることができる。

【0025】

尚、30MSPSでサンプリングした場合、Aliasingの効果は図2（d）に示すようになる。40MSPSのサンプリングレートに比べ、ノイズとして重なる信号は多くなる。しかしながら、図示されていない前段のBPF（Band Pass Filter）で隣接チャネルの高い周波数成分は除去することができる。すなわち、AD変換器1にてサンプリングされるときには、図2（d）中にノイズとして表されている部分の周波数は除去されている。したがって、30MSPSのサンプリングレートでも、Aliasingの効果を受けずに所望の周波数帯を得ることができる。

【0026】

また、補間処理手段を有し、サンプリングデータの間引き処理において、抽出時刻に対応するサンプリングデータが無い場合は、サンプリングデータ間の線形、もしくは、高次関数によるデータの補間処理を行う。図5（a）は、30MSPSのサンプリングデータを時間軸上に示したグラフの一例である。図5に示した丸印は、AD変換器1でサンプリングされたデータを表している。

【0027】

また、図5（b）は、図5（a）において、さらに補間したデータを示したグラフである。図中の角印は、補間したデータを表している。この補間処理により

、所望の抽出時刻におけるデータの抽出を行うことができる。図中、黒い丸印および角印が抽出されるデータである。

【 0 0 2 8 】

そして、30MSPSのサンプリングデータ、且つ、補間処理されたサンプリングデータは、レート変換器3において、例えば20MSPSのサンプリングレートに抽出される。抽出されたデータは、FFT4において、フーリエ変換により時間領域から周波数領域のデータに変換される。フーリエ変換されたデータからサブキャリア毎のIQ平面上での信号点が抽出される。そしてさらに、ピタビデコーダ5によってデータの誤り訂正を行って、データが復号される。

【 0 0 2 9 】

本実施の形態では、LPFのタップ係数を可変にすることにより、サンプリングレートに対応して所望の周波数特性を得ることができ、OFDM変調方式における受信処理が可能である。従来に比べ、サンプリング数を減らすことができるので、消費電力を削減することができる。また、サンプリング数が減ることにより、抽出時刻に対応するサンプリングデータが無い場合でも、抽出時刻におけるデータの補間処理を施し、間引き処理を行うことで、低いサンプリングレートでの動作が可能となり、受信信号を所望のデータに復号することができる。

【 0 0 3 0 】

尚、本実施の形態において、LPFの例としてFIRフィルタを用いて説明したが、LPFは周波数特性を可変にできるフィルタであればよい。

(第2の実施の形態)

5GHz帯で、OFDM変調方式を用いた無線LANには、IEEE802.11a、HIPERLAN Type 2等の規格がある。さらに、データの伝送速度には、6, 9, 12, 18, 27, 36, 54Mbpsの7種類があり、サブキャリアの変調方式には、BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAMの4種類がある。

【 0 0 3 1 】

OFDM信号受信システムでは、各サブキャリアの変調方式に応じて、演算に必要なビット数は異なる。例えば、最大伝送速度となる54Mbps時に使用さ

れる 6 4 Q A M 変調に対応するため、A D 変換器では 1 2 ビットのサンプリングを行う必要がある。一方、最小伝送速度 6 M b p s 時に使用される B S P K 変調では、8 ビットのサンプリングデータがあれば十分である。同様に、1 6 Q A M では 1 0 ビット、Q P S K では 8 ビットのサンプリングデータがあれば十分である。

【 0 0 3 2 】

表 1 は、各変調方式におけるビット数と伝送速度との関係を示している。

【 0 0 3 3 】

【表 1】

変調方式	ビット数	伝送速度 M b p s
6 4 Q A M	1 2	5 4
1 6 Q A M	1 0	2 7, 3 6
Q P S K	8	1 2, 1 8
B P S K	8	6, 9

【 0 0 3 4 】

演算に必要なビット数は、受信した O F D M 信号の変調方式を検出することによって得ることができる。

【 0 0 3 5 】

図 6 は、第 2 の実施の形態における O F D M 信号受信システムのブロック図である。本実施の形態における O F D M 信号受信システムは、I, Q の直交信号を第 1 のサンプリングレートでデジタル信号としてサンプリングする A D 変換器 1 と、A D 変換器 1 のサンプリングレートに応じて、サンプリングされたデータからノイズを除去する L P F 2 と、ノイズが除去されたデータから第 2 のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器 3 と、演算可能なサンプリングレートに変換されたデータをフーリエ変換により時間領域から周波数領域のデータに変換する O F D M 信号復号回路 4（以下、F F T）と、誤り訂正を行うビタビデコーダと、変調方式検出手段 6 を備えている。

【 0 0 3 6 】

第 2 の実施の形態における変調方式検出手段 6 は、受信信号の変調方式を検出

し、この変調方式に応じて、各演算に必要なビット数を変化させる。

【 0 0 3 7 】

次に、第 2 の実施の形態における OFDM 信号受信システムの動作について説明する。例えば、AD 変換器 1 でのサンプリングビット数を変化させる場合について考える。受信された OFDM 信号は、AD 変換器 1 でサンプリングされたデータに対して、LPF 2 で選択しているチャネル信号を抽出するための LPF 処理を施し、レート変換器 3 でサンプリングデータの間引き処理を行う。続いて、FFT 4 によってデータを時間領域から周波数領域に変換し、このデータをビタビデコーダ 5 にかけて誤り訂正を行う。これにより、受信データが復号される。

【 0 0 3 8 】

また、ビタビデコーダ 5 で誤り訂正されたデータは、変調方式検出手段 6 において、どの変調方式で送られたか検出される。変調方式は、フレームのヘッダに記載されている。変調方式検出手段 6 では、先ずフレームのヘッダを受信解析し、後続のデータ部分の変調方式を検出する。フレームとは、無線 LAN における通信の単位である。

【 0 0 3 9 】

そして、検出された変調方式に応じて AD 変換器 1 では、後続のデータ部分の受信処理においてサンプリングビット数を変化させ、サンプリング処理を行う。

【 0 0 4 0 】

図 7 は、本実施の形態における演算器のブロック図である。図 6 における AD 変換器 1 内の演算器として用いられる。本実施の形態の演算器は、第 1 のシフト回路 1 1 と、第 2 のシフト回路 1 2 と、第 1 および第 2 のシフト回路 1 1, 1 2 から出力されたデータを演算する演算回路 1 3 からなる。第 1 および第 2 のシフト回路 1 1, 1 2 は、変調方式に応じて、MSB (most significant bit: 最上位ビット) 側に有効データを詰め、LSB (least significant bit: 最下位ビット) 側に“0”データを詰める。

【 0 0 4 1 】

ここで、変調方式検出手段 6 において検出された変調方式が、16QAM であった場合を考える。例えば、演算回路 1 3 は、最大 12 ビットのデータの演算が

可能なものとする。OFDM信号の変調方式が16QAMであった場合、AD変換器の演算において必要なサンプリングビット数は10ビットとなる。第1および第2のシフト回路11、12では、検出された変調方式に応じて、MSB側に有効データを詰め、LSB側に“0”データを詰める。16QAMの場合、LSB側に2ビットの“0”データが入る。

【0042】

このように、信号処理に関するビット数の削減、すなわち、演算器の活性化する領域の削減が可能であれば、回路の消費電力の削減が可能である。

【0043】

尚、通常、フレームのヘッダは、最も安定に受信することができるBPSK変調方式で送られる。したがって、新たなフレームの受信の待機時、および、ヘッダの解析時は、BPSK変調方式対応の演算ビット数で回路を動作させる。こうすることにより、最も消費電力を低く抑えることができる。そして、ヘッダの解析結果に応じて、動的に演算器における演算ビット数を変化させ、消費電力の削減を実現することができる。

【0044】

同様に、LPF2、レート変換器3、OFDM信号復号回路4内の演算器においても、図7に示したような演算器と同様に構成することができる。例えば、補間処理に用いる演算器、FFT処理に用いる演算器等である。これらの場合、AD変換器1と同様に、変調方式検出手段6で検出された変調方式に応じて演算ビット数を変化させてもよいし、あるいは、AD変換器1のサンプリングビット数に応じて演算ビット数を変化させてもよい。

【0045】

同様に、演算器の活性化する領域を削減することができ、消費電力の削減が可能である。

【0046】

また、ビタビデコーダ5においても、変調方式に応じて、あるいは、AD変換器1のサンプリングビット数に応じて、あるいは、伝送路符号の符号化率に応じて、軟判定でのビット数を変化させたり、硬判定に切り替えたりしてもよい。こ

れにより、同様な効果を得ることができる。

【0047】

尚、伝送路符号の符号化率は、伝送速度に応じて変化する。したがって、伝送速度、すなわち、変調方式がわかれば、符号化率に応じて、ビタビデコーダ5において軟判定または硬判定の切り替えをすることができる。

【0048】

本実施の形態では、変調方式検出手段6において変調方式を検出することにより、AD変換器でのサンプリングビット数、LPF～ビタビデコーダでの演算ビット数を変化させる。削減されたビット数に応じて、演算器におけるクリティカルパスを短縮し、演算器の活性化する領域を削減するので、消費電力を削減することができる。

(第3の実施の形態)

また、伝送速度の遅い信号はノイズに強いため、低いサンプリングレートでも復号が容易である。したがって、伝送速度に応じて、AD変換器1でのサンプリングレートを替えて動作させてもよい。

【0049】

表1に示したように、伝送速度は、受信したOFDM信号の変調方式を検出することによって得ることができる。

【0050】

第3の実施の形態におけるOFDM信号受信システムのブロック図は、第2の実施の形態で示した図6と同じである。第3の実施の形態における変調方式検出手段6は、受信信号の変調方式を検出し、この変調方式に応じて、AD変換器1のサンプリングレートを切り替える。例えば、AD変換器1において、BPSK、QPSKは30MSPSのサンプリングレート、16QAM、64QAMは40MSPSのサンプリングレートで動作させる。

【0051】

本実施の形態では、伝送速度(変調方式)に応じてサンプリングレートを替えるので、伝送速度が遅い変調方式では、低いサンプリングレートで動作させることにより消費電力を削減することができる。また、伝送速度が速い変調方式では

、高いサンプリングレートで動作させることにより、ノイズの影響をあまり受けずに安定して復号することができる。

【 0 0 5 2 】

尚、本実施の形態におけるAD変換器1は、異なるサンプリングレート用のAD変換器、例えば、30MSPS用のAD変換器と40MSPS用のAD変換器を別々に構成してもよいし、40MSPSのサンプリングが可能なAD変換器を構成し、40MSPS用のAD変換器において30MSPSのサンプリングレートでサンプリングさせてもよい。

【 0 0 5 3 】

伝送速度に応じてサンプリングレートを切り替えても、第1の実施の形態で示したLPF2の周波数特性を可変にすることにより、OFDM変調方式における受信処理が可能である。

【 0 0 5 4 】

40MSPSでサンプリングされたデータは、40MSPSに対応した周波数特性に変更されたLPF2で、LPF処理がされる。続いて、レート変換器3で、間引き処理によって20MSPSのサンプリングデータが抽出される。そして、抽出されたデータは、FFT4、ピタビデコーダ5で各処理が施される。

【 0 0 5 5 】

また、30MSPSでサンプリングされたデータは、30MSPSに対応した周波数特性に変更されたLPF2で、LPF処理がされる。続いて、レート変換器3で、抽出時刻におけるデータの補間処理、および、間引き処理がされる。そして、抽出されたデータは、FFT4、ピタビデコーダ5で各処理が施される。

【 0 0 5 6 】

本実施の形態では、変調方式検出手段6において変調方式を検出することにより、AD変換器1でのサンプリングレートを変化させる。変調方式に対応した伝送速度に応じて、サンプリングレートを変化させるので、遅い伝送速度の場合には、サンプリングレートを低くし、消費電力を削減することができる。また、早い伝送速度の場合には、サンプリングレートを高くし、安定した復号が可能である。

(第4の実施の形態)

第2の実施の形態では、変調方式に対応して、各演算器における演算ビット数を変化させることについて説明した。変調方式に対応して、データのサンプリングビット数、および、各演算器に必要な演算ビット数がわかれば、LSB側からのキャリーの発生を抑えることができる。したがって、クリティカルパスの短縮量も予め知ることができる。

【0057】

そこで、第4の実施の形態ではさらに、演算ビット数に応じて、すなわち、クリティカルパスが動作するために必要なレベルに応じて、電源電圧を制御することを特徴とする。図8は、第4の実施の形態におけるOFDM信号受信システムのブロック図である。本実施の形態におけるOFDM信号受信システムは、図6に示した第2の実施の形態におけるOFDM信号受信システムに加え、さらに、各ブロックの電圧量を制御する電源電圧制御手段7とからなる。

【0058】

電源電圧制御手段7は、変調方式検出手段6で検出された変調方式に応じて、各ブロックの電圧量を制御する。

【0059】

次に、本実施の形態におけるOFDM信号受信システムの動作について説明する。受信されたOFDM信号は、AD変換器1でサンプリングされたデータに対して、LPF2で選択しているチャネル信号を抽出するためのLPF処理を施し、レート変換器3でサンプリングデータの間引き処理を行う。続いて、FFT4によってサブキャリア毎の信号点を抽出し、このデータをビタビデコーダ5にかけて誤り訂正を行う。これにより、受信データが復号される。

【0060】

また、ビタビデコーダ5で誤り訂正されたデータは、変調方式検出手段6において、どの変調方式で送られたか検出される。そして、検出された変調方式に応じて、電源電圧制御手段7は、各ブロックにおける電圧を調整する。

【0061】

これにより、短縮されたクリティカルパスが動作するに十分なレベルまで、電

源電圧を低下することができる。

【 0 0 6 2 】

また、フレームのヘッダは B P S K 変調方式なので、待機時およびヘッダの解析時は、必要とする最も低い電圧で動作させることにより、消費電力を削減することができる。

【 0 0 6 3 】

本実施の形態によれば、変調方式に応じて、各ブロックにおける電圧を制御することにより、必要最低限レベルの電圧で回路を動作させることができる。したがって、従来に比べて、消費電力を削減することができる。

【 0 0 6 4 】

その他、この発明の要旨を変えない範囲において、種々変形実施可能なことは勿論である。

【 0 0 6 5 】

【発明の効果】

本発明によれば、O F D M 信号受信システムにおける L P F の周波数特性を可変にすることにより、低いサンプリングレートでも復号が可能となり、消費電力を削減することができる。また、変調方式に応じて、A D 変換器におけるサンプリングレート、各ブロックにおける演算ビット数、あるいは、各ブロックでの電源電圧を変えることにより、消費電力を削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

第 1 の実施の形態における O F D M 信号受信システムのブロック図。

【図 2】

チャネルの帯域を模式的に示した図。

【図 3】

4 0 M S P S のサンプリングデータを時間軸上に示したグラフ。

【図 4】

第 1 の実施の形態における L P F の回路図。

【図 5】

(a) 30MSPSのサンプリングデータを時間軸上に示したグラフ。

(b) 30MSPSのサンプリングデータおよび補間したデータを時間軸上に示したグラフ。

【図6】

第2および第3の実施の形態におけるOFDM信号受信システムのブロック図

【図7】

第2の実施の形態における演算器のブロック図。

【図8】

第4の実施の形態におけるOFDM信号受信システムのブロック図。

【符号の説明】

1…AD変換器

2…LPF

3…レート変換器

4…FFT

5…ビタビデコーダ

6…変調方式検出手段

7…電源電圧制御手段

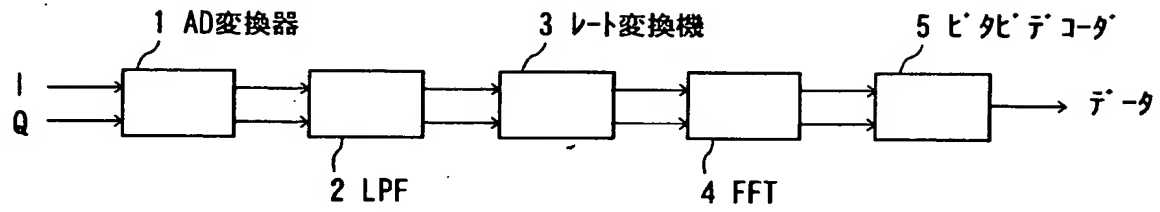
11…第1のシフト回路

12…第2のシフト回路

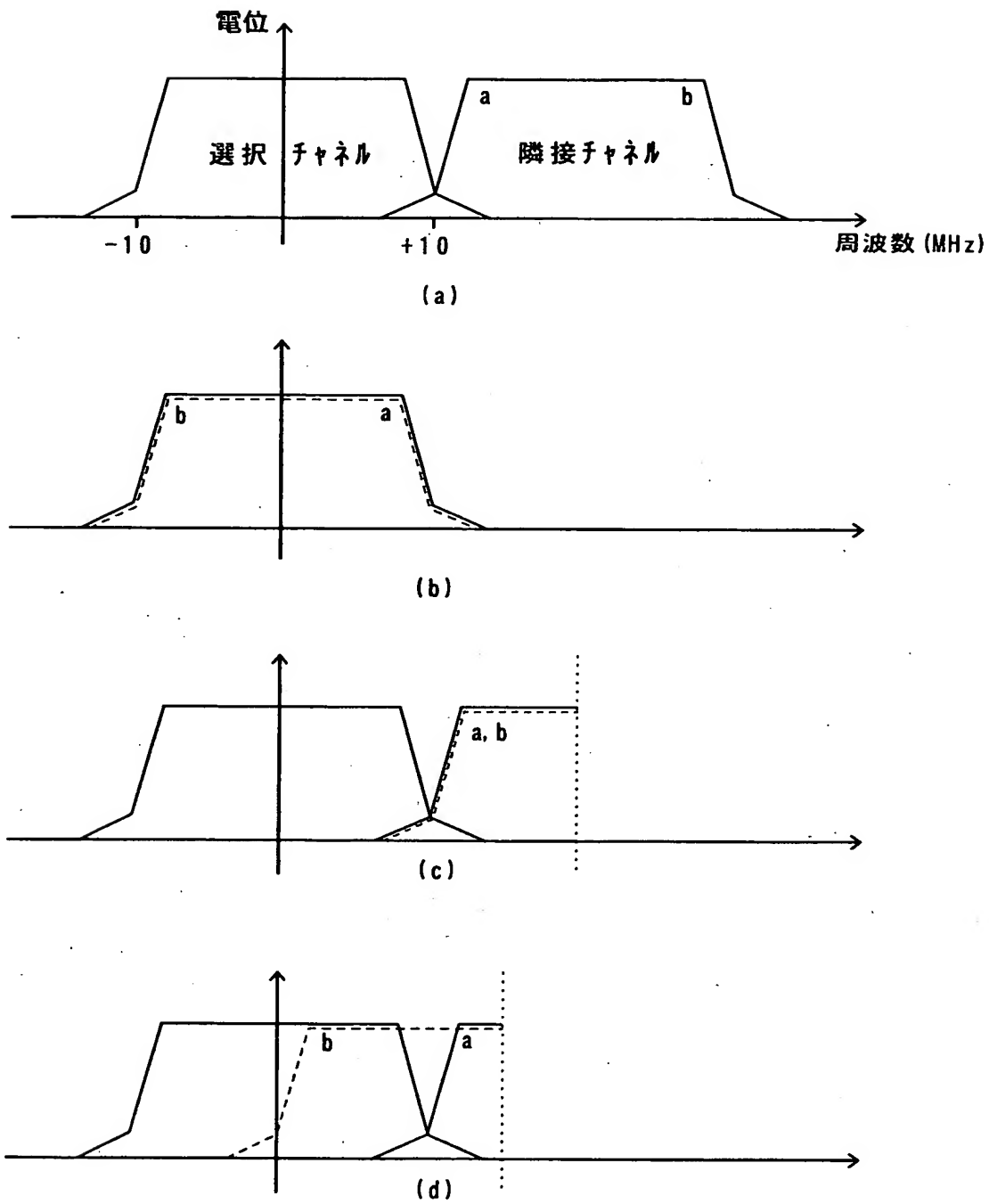
13…演算回路

【書類名】 図面

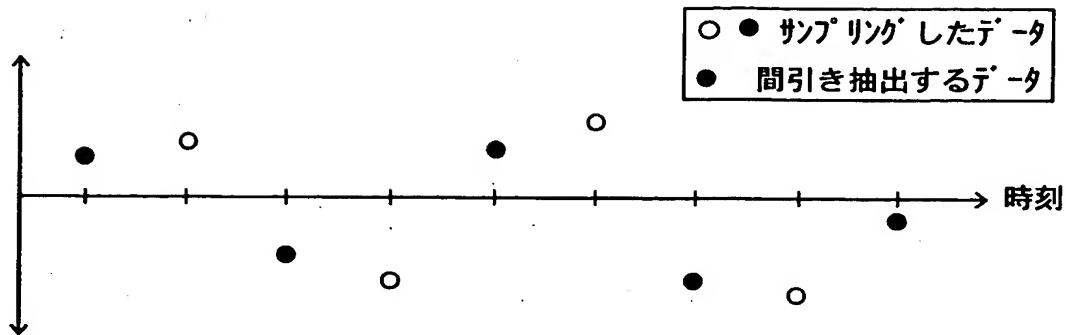
【図 1】



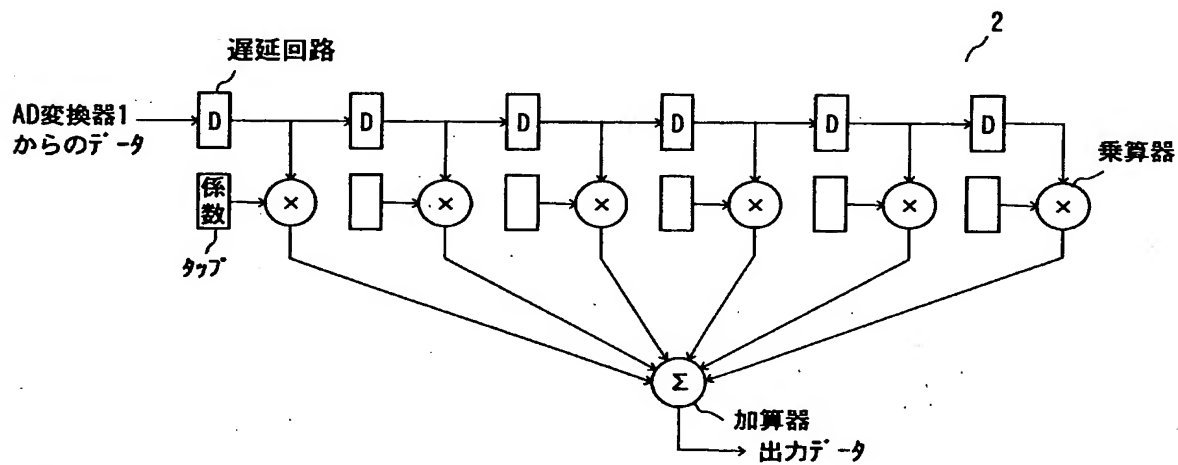
【図 2】



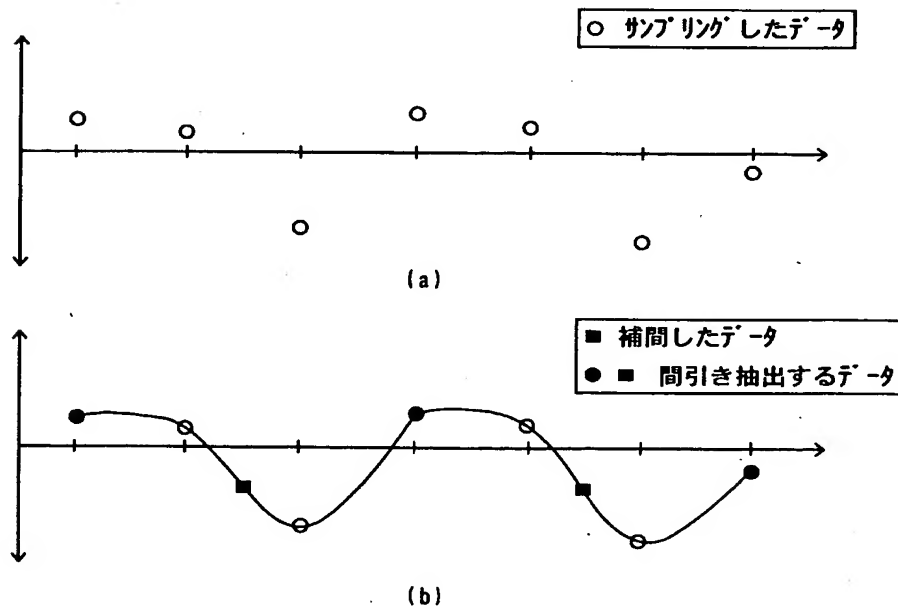
【図 3】



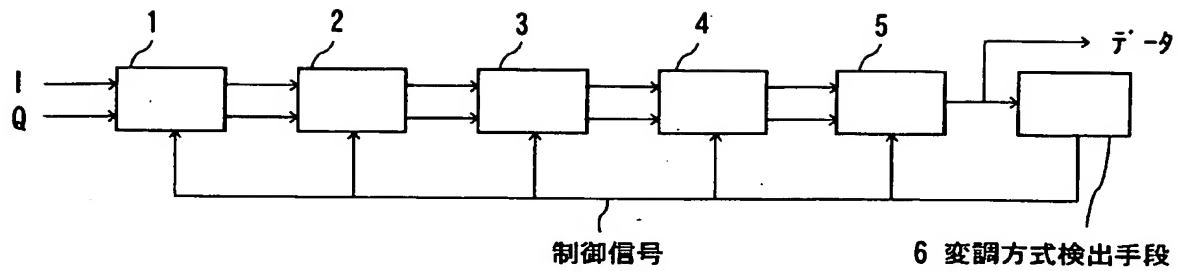
【図 4】



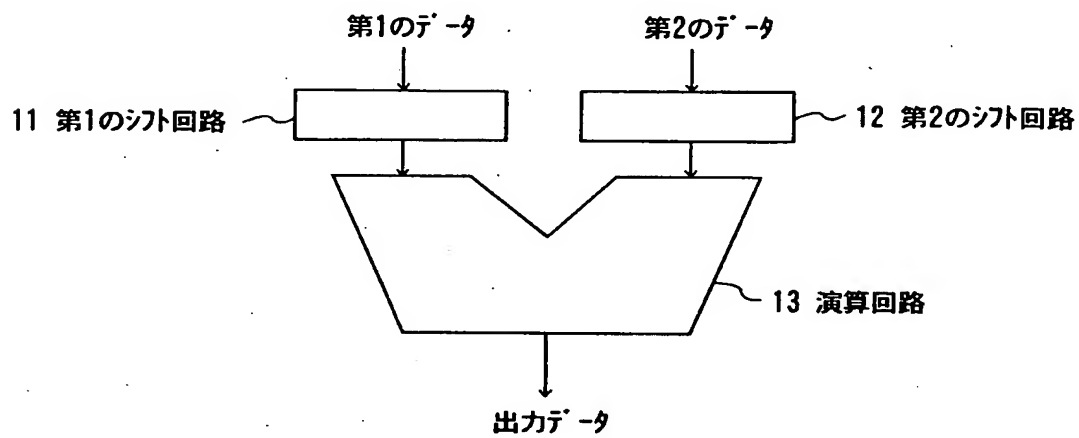
【図 5】



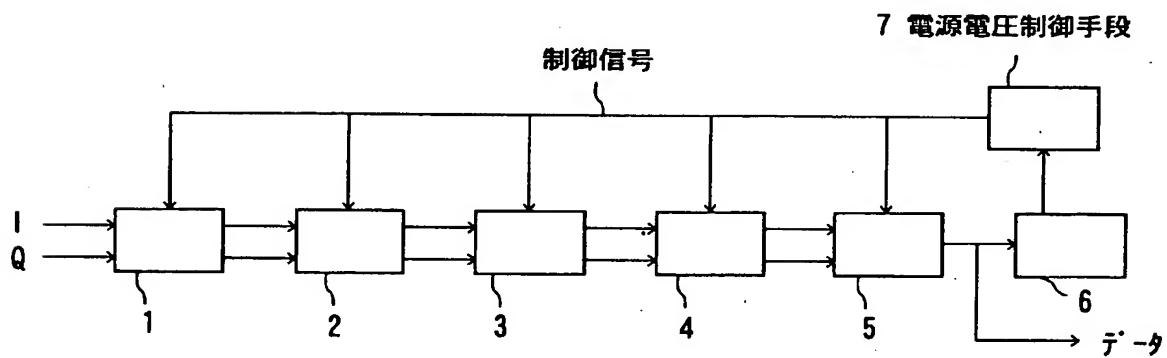
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 受信処理に伴う回路の消費電力を低減するOFDM信号受信システムを提供することを目的とする。

【解決手段】 本実施の形態のOFDM信号受信システムは、I、Qの直交信号を第1のサンプリングレートでデジタル信号としてサンプリングするAD変換器1と、AD変換器1のサンプリングレートに応じて、サンプリングされたデータからノイズを除去するLPF2と、ノイズが除去されたデータから第2のサンプリングレートでデータを抽出するレート変換器3と、演算可能なサンプリングレートに変換されたデータを時間領域から周波数領域のデータに変換するFFT4と、誤り訂正を行うビタビデコーダ5とからなる。本実施の形態のLPF2は、サンプリングレートに応じて周波数特性が変更される。

【選択図】 図1

特2001-322985

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2001-322985
受付番号	50101551532
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0097
作成日	平成13年10月23日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成13年10月22日
-------	-------------

次頁無

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日	2001年 7月 2日
[変更理由]	住所変更
住 所	東京都港区芝浦一丁目1番1号
氏 名	株式会社東芝